

09 / 00 / 00
日本国特許庁
PATENT OFFICE
JAPANESE GOVERNMENT

PCT/JP 00/00138

08.09.00

JP00/6138

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日
Date of Application:

1999年 9月17日

REC'D 27 OCT 2000

出願番号
Application Number:

平成11年特許願第264251号

WIPO

PCT

出願人
Applicant(s):

畔柳 功芳
末広 直樹
東洋通信機株式会社
大英エレクトロニクス株式会社

EU.

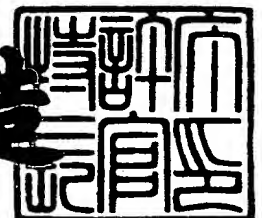
PRIORITY
DOCUMENT

SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH RULE 17.1(a) OR (b)

2000年10月13日

特許庁長官
Commissioner,
Patent Office

及川耕造



出証番号 出証特2000-3083233

【書類名】 特許願
 【整理番号】 TY99062
 【あて先】 特許庁長官殿
 【発明者】

【住所又は居所】 東京都東大和市桜が丘 3 - 4 4 - 1 4
 桜が丘団地 7 - 1 2 0 4

【氏名】 畔柳 功芳

【発明者】

【住所又は居所】 茨城県つくば市吾妻 3 - 1 8 - 1 4

【氏名】 末広 直樹

【発明者】

【住所又は居所】 佐賀県佐賀市水ヶ江 5 - 1 - 2 0

【氏名】 松藤 信哉

【発明者】

【住所又は居所】 中国四川省成都市西南交通大学北園 1 8 1 0 5、四川 6
 1 0 0 3 1

【氏名】 范 平志

【特許出願人】

【識別番号】 592152484

【氏名又は名称】 畔柳 功芳

【特許出願人】

【識別番号】 593113846

【氏名又は名称】 末広 直樹

【特許出願人】

【識別番号】 000003104

【氏名又は名称】 東洋通信機株式会社

【代表者】 副島 俊雄

【特許出願人】

【識別番号】 592013174

【氏名又は名称】 大英エレクトロニクス株式会社

【代表者】 鈴木 富士雄

【代理人】

【識別番号】 100085660

【氏名又は名称】 鈴木 均

【電話番号】 03-3380-7533

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 060613

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9000067

【ブルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 無相互相関領域を有する符号系列セットを用いたCDMA通信方式

【特許請求の範囲】

【請求項1】 送信機は、ユーザを識別するための、互いに異なる拡散系列として、任意の一对の拡散系列間の周期的相互相関関数とその0シフト近傍に無相互相関領域を有する系列群のファミリに属する2値ZCCZ拡散系列を準備する手段と、前記ZCCZ系列を中央フレームとし、該中央フレームの両側に保護系列を付加した拡張シンボルフレームを作成する手段と、送信情報を該拡張シンボルフレームに乗積することにより、送信ベースバンドフレームを生成する手段を備え、受信機は、該送信ベースバンドの対応する受信ベースバンドを受信する手段と、希望局送信機が使用した該ZCCZ拡散系列または復調用ローカル系列を基準系列として用いて該受信フレームに対し相関復調を行い、該復調出力を硬判定する手段とを備えたことを特徴とする無相互相関領域を有する符号系列セットを用いたCDMA通信方式。

【請求項2】 請求項1において、通信システムに属する各ユーザ送信機は、孤立パイロットフレームを送信する手段を備え、基地局受信機は各ユーザ送信機から入来した各孤立パイロットフレームに対し任意の拡散系列または自己直交系列による各相互相関関数応答を求めてその応答セットを蓄積する手段と、該受信ベースバンドフレームを該相互相関関数応答セットを用いて分析することにより復調出力を生成する手段を備えたことを特徴とする無相互相関領域を有する符号系列セットを用いたCDMA通信方式。

【請求項3】 請求項1において使用したZCCZ拡散系列を生成するために、その周期自己相関関数が0シフトの両側に無自己相関領域を有するとともに、その任意の一对の系列間の周期自己相関関数が、0シフトを含む0シフトの両側に無相関領域を有するようなZCZ系列ファミリに属する符号長 N_1 の1系列と、任意の一对の系列間のハミング距離が比較的大きな値をとる準直交系列ファミリに属する N_1 と素な値の符号長 N_2 のブロック系列 d とを準備し、 N_1 と N_2 の

積の符号長 N をとるように該両系列を繰り返すことにより、繰り返し ZCZ 系列と繰り返しブロック系列を生成した後、該両繰り返し系列の対応チップ位置の符号を乗積することにより得られる符号長 N の乗積符号を予め生成し準備する手段とを備え、該乗積符号を $ZCCZ$ 拡散系列として用いることを特徴とした無相互相関領域を有する符号系列セットを用いた CDMA 通信方式。

【請求項 4】 請求項 3 において、ブロック系列 d をサブブロック行列 H_p^* ($p = 1, 2, \dots, P$) により階層化し、 H_p^* に属する j ($j = 1, 2, \dots, J$) 番目のブロック系列 d_{pj} と、前記 ZCZ 系列ファミリの中の k 番目の ZCZ 系列 C_k ($k = 1, 2, \dots, K$) との乗積符号 S_{kp}^j のファミリを生成し、階層化ファミリ要素 k, p, j に、方式要素であるセル番号、ユーザ番号、送信情報レベルを任意の順序でそれぞれ対応づける方法で、該乗積符号 S_{kp}^j をシステムに割り当てることを特徴とした無相互相関領域を有する符号系列セットを用いた CDMA 通信方式。

【請求項 5】 請求項 4 において、該階層化ファミリ要素 k, p, j の中の 1 乃至 3 要素からなる組合ファミリを 1 つの方式要素に、残りの 3 乃至 1 要素からなる組合ファミリを他の方式要素に対応づける方法で、乗積符号 S_{kp}^j をシステムに割り当てることを特徴とした無相互相関領域を有する符号系列セットを用いた CDMA 通信方式。

【請求項 6】 請求項 4、5 において、方式要素のセル番号に割当てたファミリ要素に対応する系列を送信用スクランブル符号、受信用デスクランブル符号として用いることを特徴とした無相互相関領域を有する符号系列セットを用いた CDMA 通信方式。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、直接拡散形スペクトル拡散通信 (DS-SS) システム、特に直接拡散形符号分割多重通信 (CDMA) システムに関するものであり、使用する拡散系列の相関特性がゼロ相関領域 (ZCZ) を持つような 2 値拡散系列の拡大セット (ZCCZ 系列ファミリ) を採用することにより多重通信により生ずる干渉

妨害を回避することができ、かつ周波数利用効率を高めうるシステムに関する。

【0002】

【従来の技術】

スペクトル拡散通信は送信データにより拡散符号系列を変調することにより、比較的狭い帯域のスペクトルを呈する送信データを、広い周波数帯域に拡散して伝送するものであって、単位周波数当たりの伝送電力が小さく、他の通信への妨害を比較的軽微なレベルにすることができると共に伝送過程において混入する環境雑音、即ち、一般的な外来雑音と、希望局以外の他の移動局—干渉局から入来する干渉雑音に対し、ある程度の耐性を有するなどの多くの特徴を呈する優れた通信方式である。しかし、多数の局からの通信が同一帯域を共用するので、干渉雑音による妨害が支配的となるという問題点が存在する。

図12は無線通信路を介してスペクトル拡散通信を行う移動通信システムの一般的な構成を示すブロック図であって、送信機TXは拡散系列発生器1にて発生した拡散符号系列に2値送信データ b を乗積変調してベースバンド送信出力 $s(t)$ を得、さらに発振器2にて発生した周波数 f_0 の搬送波をベースバンド送信出力により変調することによって、送信波を生成し、無線通信路を介して受信機RXに送出する。尚、拡散符号系列としては前記データ b の長さと同じ符号長（系列のチップ数）をもつ疑似雑音（PN）系列を用いるのが一般的であり、以下PN系列の中で符号語の種類が多く広く用いられているゴールド（Gold）系列（以下G系列と表現する）を例にあげて説明を行う。

受信機RXはスペクトル拡散変調された信号を図示を省略したアンテナを介して増幅器3に導き、所要レベルに増幅し、この増幅された信号と局部発振器4のローカル信号 f_L （ f_L の周波数と位相は f_0 に合致している）とを周波数混合し、この信号からローパスフィルタ5を介してベースバンド帯域の受信拡散信号 $r(t)$ に復調する。即ち、コヒーレント復調を行う。

【0003】

このベースバンド帯域拡散信号と拡散系列発生器6から発生される前記送信機TXにおいて用いた符号と同一の拡散符号系列（G系列）とを乗算器7に入力せしめ、乗算器7の乗積出力を積分器8によりG系列の符号長（1シンボルフレー

ム分)の期間について積分を行い整合ろ波出力を得る。すなわち、乗算器7と積分器8は最適復調を行う相関器である。積分器8の出力を検波器9で前記フレームの終了時点で検波し、しきい値と比較する硬判定機能によって、2値受信データ a 、 b を復調する。(尚、本明細書中ではハット及びチルダが符号の上に付されているものと前に付されているものは同一とみなす。)この復調データをもとに作られた制御信号を同期検波器10を介して前記系列発生器6の制御端子に入力せしめ、受信された信号と位相が同期するようにG系列の発生タイミングを制御する。なお、図12の受信機RXにおいて、局部発振器4と系列発生器6による乗積機能を交換配置することがしばしば行なわれるが、全体の復調機能は同一である。

いま2個のG系列の例を $g_0(i)$ 、 $g_1(i)$ とし、これらを図13(a)に示す。ここに i はチップ位置を示す時間パラメータである。G系列は2値系列であるので、シンボルフレーン波形は符号長を L とすれば L チップの2値インパルス系列(実際にはチップ波形としてエネルギーのないインパルスの代りに、方形波または標本化関数波形が用いられる。但し、図面上ではインパルス表示を用いる。)2値としては通常 ± 1 (V)が用いられるので、ここでは、 $+1$ 、 -1 を $+$ 、 $-$ と表示する。

周期自己相関関数(ACF)、 $g_0(i)$ と $g_1(i)$ の周期相互相関関数(CCF)を図13(b)に示し、同様な非周期自己相関関数(AACF)と非周期相互相関関数(ACCF)を図13(c)に示す。図の横軸の τ はシフトパラメータで整数値をとる。

希望局 u_0 の2値送信情報を b_{0n} ($n = \dots -1, 0, 1, 2, \dots$)とするとき、その送信波(ベースバンド波形)は $b_{0n}g_0(i)$ となるが、伝送過程でマルチパス効果により多数の遅延波(先行波を含む)を生成する。これらの中、通常もっとも強い電力の波に同期する希望局同期フレーム上の受信波(同期受信シンボルフレーン)を受信し、これを復調する。この復調処理に対し、上述の遅延波は自己干渉波となる。先行及び現フレームが同一極性の情報を運ぶ場合(先行送信データ b_{0-1} と現行送信データ b_{00} に対し、)は、周期自己相関(ACF)に対応する妨害を受ける。一方、上記極性の異なる場合($b_{0-1} \cdot b_{00} =$

-1)、2個の非周期自己相関(AACF)(奇自己相関に当る)に対応する妨害を受ける。

【0004】

次に希望局同期受信フレーム中に含まれる、干渉局 u_1 の送信波に対応する受信波[構成要素 $b_1 g_1(i)$ 、遅延波、先行波を含む]は他局間干渉となる。この場合も、先行フレーム($b_{1-1} g_1(i)$)と現フレーム($b_{10} g_1(i)$)が同一極性($b_{1-1} b_{10} = 1$)の場合は偶相互相関の場合と呼ばれ、(CCF)に対応する妨害を受ける。一方、異極性($b_{1-1} b_{10} = -1$)の場合は奇相互相関と呼ばれ、2個の(ACCF)に対応する妨害を受ける。

各相関関数のシフト時間 τ 横軸は、上述の同期受信フレームと妨害受信フレーム間の時間差に相当する。図13(b),(c)の特性から、相関値の絶対値がかなり大きい値をもつことを示している。実際には、システムのユーザ数を K 、希望波を含むマルチパスの個数を $(2M+1)$ とすると、偶相関の場合のみに限定しても自己相関による妨害フレーム数 $2M$ 、相互相関による妨害フレーム数 $(K-1)(2M+1)$ となる。奇相関の場合のみに限定すると、この2倍になる。

したがって、各送信データの極性に対応し、図13(b),(c)の値を加算すれば、この多重波による干渉値が求まる。この干渉値の振幅分布を求めたとき、しきい値(受信機に入来した希望局宛同期受信フレーム成分に対する相関値)を越える割合は、 K と M の増大により増加し、それだけ受信誤り率の増大を招く。CDMA通信方式では、一般に、サービス地域を複数のセルに分割し、各セルの基地局がそのセル内に存在するユーザとの間に上り、下りリンクを作り通信するが、すべてのセルの上り(下り)リンクは同一周波数帯域を用いる。したがって、基地局の受信機には、隣接セルのユーザが送信する波を干渉雑音として受信するので、その妨害も受ける。

この干渉妨害を避けるには、セル当りのユーザ数 K の減少、または、誤りを訂正するために、拡散系列に対し“たたみこみ符号化”を行う手法が用いられている。いま、たたみこみ符号化のレートを、 $r_c = 1/3$ とすれば、シンボルフレーム長は、実効的に (L/r_c) チップとなる。 K の減少も、 r_c の減少も、何れも直接システムの周波数利用効率を減少させる。したがって現行システムの1ビ

ットを送るために必要なチップ数[後述する(チップ/ビット)の尺度]は1より著しく大きくなるという問題点がある。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】

本発明は、特別な符号系列ファミリを設計し、これを用いることにより、上記の自己干渉、他局間干渉、セル間干渉などの干渉成分が発生しないようなシステム、あるいは干渉成分を著しく減少させるシステムを実現しうる技術を提供しようとするものである。

【0006】

【課題を解決するための手段】

上記課題を解決するために、請求項1に記載の本発明は、送信機は、ユーザを識別するための、互いに異なる拡散系列として、任意の一对の拡散系列間の周期的相互相関関数がその0シフト近傍に無相互相相関領域を有する系列群のファミリに属する2値ZCCZ拡散系列を準備する手段と、前記ZCCZ系列を中央フレームとし、該中央のフレームの両側に保護系列を付加した拡張シンボルフレームを作成する手段と、送信情報を該拡張シンボルフレームに乗積することにより、送信ベースバンドフレームを生成する手段を備え、受信機は、該送信ベースバンドの対応する受信ベースバンドを受信する手段と、希望局送信機が使用した該ZCCZ拡散系列または復調用ローカル系列を基準系列として用いて該受信フレームに対し相関復調を行い、該復調出力を硬判定する手段とを備えたことを特徴とする。

請求項2の本発明は、請求項1において、通信システムに属する各ユーザ送信機は、孤立パイロットフレームを送信する手段を備え、基地局受信機は各ユーザ送信機から入来した各孤立パイロットフレームに対し任意の拡散系列または自己直行系列による各相互相関関数応答を求めてその応答セットを蓄積する手段と、該受信ベースバンドフレームを該相互相関関数応答セットを用いて分析することにより復調出力を生成する手段を備えたことを特徴とする。

請求項3の本発明は、請求項1において使用したZCCZ拡散系列を生成するために、その周期自己相関関数が0シフトの両側に無自己相関領域を有するとと

もに、その任意の一对の系列間の周期自己相関関数が、0シフトを含む0シフトの両側に無相関領域を有するようなZ C Z系列ファミリに属する符号長 N_1 の1系列と、任意の一对の系列間のハミング距離が比較的大きな値をとる準直交系列ファミリに属する N_1 と素な値の符号長 N_2 のブロック系列 d とを準備し、 N_1 と N_2 の積の符号長 N をとるように該両系列を繰り返すことにより、繰り返しZ C Z系列と繰り返しブロック系列を生成した後、該両繰り返し系列の対応チップ位置の符号を乗積することにより得られる符号長 N の乗積符号を予め生成し準備する手段とを備え、該乗積符号をZ C C Z拡散系列として用いることを特徴とした。

請求項4の本発明は、請求項3において、ブロック系列 d をサブブロック行列 H_p^* ($p = 1, 2, \dots, P$) により階層化し、 H_p^* に属する j ($j = 1, 2, \dots, J$) 番目のブロック系列 d_{pj} と、前記Z C Z系列ファミリの中の k 番目のZ C Z系列 C_k ($k = 1, 2, \dots, K$) との乗積符号 S_{kp}^j のファミリを生成し、階層化ファミリ要素 k, p, j に、方式要素であるセル番号、ユーザ番号、送信情報レベルを任意の順序でそれぞれ対応づける方法で、該乗積符号 S_{kp}^j をシステムに割り当てることを特徴とした。

請求項5の本発明は、請求項4において、該階層化ファミリ要素 k, p, j の中の1乃至3要素からなる組合ファミリを1つの方式要素に、残りの3乃至1要素からなる組合ファミリを他の方式要素に対応づける方法で、乗積符号 S_{kp}^j をシステムに割り当てることを特徴とした。

請求項6の本発明は、請求項4、5において、方式要素のセル番号に割当てたファミリ要素に対応する系列を送信用スクランブル符号、受信用デスクランブル符号として用いることを特徴とした。

【0 0 0 7】

【発明の実施の形態】

《Z C Z系列ファミリ特性》

遅延波の影響を含めた干渉を避けるには、自己相関関数(A C F)が理想的なインパルスとなり、相互相関関数(C C F)が理想的ゼロ値を持つ拡散符号のセットを設計することが望ましいが、これは不可能である。しかし、A C F / C C Fのシフト領域の一部にゼロ相関領域(Z C Z)を持つ系列のセット(Z C Z系列

ファミリ)を構成することは可能である。

Z C Z 系列は、系列長 (偶数) N の Z C Z 系列ファミリを用いるとき、 $\tau = 0$ を中心にしたシフト範囲 $\tau = -N/2 \sim N/2$ の中の、 $\tau = 0$ を中心とする限定された範囲 $\tau = -\Delta \sim \Delta$ 、($\Delta < N/2$) の相関値が 0 をとる系列である (ACF に対しては $\tau = 0$ を除く)。このような Z C Z 系列ファミリは、相補系列対から生成できる。

いま符号長 ($N/4$) の相補系列を $[A, B]$ とし、シフト変数 τ に対する非周期自己相関を

$$\hat{R}[A, A, \tau] \hat{R}[B, B, \tau]$$

とすると、

$$\left. \begin{aligned} \hat{R}[A, A, \tau] + \hat{R}[B, B, \tau] &= N/2 & (\tau = 0) \\ &= 0 & (\tau \neq 0) \end{aligned} \right\} \dots (1)$$

と定義する。同様な相補系列 $[A', B']$ を準備し、これらを縦読配置した符号長 N の系列対を求める。

$$P = (A, B, A, \bar{B}) \quad (\bar{B} = -B)$$

$$Q = (A', B', A', \bar{B}') \quad (\bar{B}' = -B')$$

(ここに、 $-B$ 、 $-B'$ は、系列 B 、 B' の極性を反転した系列である。)

これらの周期自己及び周期相互相関は次式で与えられる、

$$\left. \begin{aligned} R[P, P, \tau] &= R[Q, Q, \tau] = N & (\tau = 0) \\ &= 0 & (1 \leq |\tau| \leq \Delta) \end{aligned} \right\} \dots (2)$$

$$\left. \begin{aligned} R[P, Q, \tau] &= 0 & (|\tau| \leq \Delta) \\ \Delta &= N/4 \end{aligned} \right\} \dots (3)$$

上述の例は、ファミリサイズ $M = 2$ の場合であるが、同じ手法により大きなサイズのファミリも生成できる。ただし、 Δ は下式の関係により減少することが知られている。(平成 10 年度電子情報通信学会、電気関係学会九州支部連合大会論文集の 1027 に詳細が書かれている。)

$$M = \frac{N}{2\Delta} \dots (4)$$

このZ C Z系列ファミリの各系列をMユーザに割当てることにより、遅延波の拡がり幅 τ_m^* と受信機に入来したユーザ信号間の時間差 τ_a の和が上述の Δ チップ以下に制限される、下式を満足するような場合を考えてみる。

$$\tau_v = \tau_m^* + \tau_a \leq \Delta T_c \quad \dots (5)$$

ここに T_c はチップ周期、 τ_v は変動時間幅である。この場合、干渉の影響は回避される。しかし、Z C Z系列を用いて、セル間干渉まで抑圧することは利用可能系列数の制約のため困難である。また、Z C Z系列のみを用いると、設計上の自由度が小さく、實際上設計困難になる場合が生ずる。

本発明は、セル間干渉を回避できる上に、設計の自由度を高め、かつ周波数利用効率の向上を可能とする方式を実現するために、階層化した系列ファミリの構造をもち、大きなファミリサイズを実現できるゼロ相互相関(Z C C Z)系列の構成法を示し、この系列ファミリを用いるCDMA方式を提供する。

【0 0 0 8】

《フレーミング技術》

上述のZ C Z系列（後述するZ C C Z系列にもあてはまる）を用いたシステムが干渉なしで処理を実行できるのは、復調用受信フレームに含まれる干渉成分が周期的に繰り返される（巡回シフト形）Z C Z系列により構成されているときのみである。

図1 (a) は2ユーザが送信し、これを基地局受信機が受信したときの受信フレーム系列の構成例を示す。受信入力は、系列Pからなる希望波 $v_s(t)$ 、系列Qからなる干渉波 $v_x(t)$ により構成されている。各波は2値情報により独立にP、-P、およびQ、-Qにその極性が変調されて入来する。PとQのフレーム位置は、伝搬過程のマルチパス効果などのために、一般に異なり、図の例では、PはQよりも τ_{PQ} の遅れを持つ。（ τ_{PQ} は(5)式の τ_v に相当するものである。）

この受信入力を復調するとき、既存同期技術により同期受信フレームはP、Qの周期Tと等しい時間幅 F_S が設定される。 F_S は希望局の受信フレームPに一致した時間位置と時間幅をもつ。一般に、この同期受信フレームの中には、2個の干渉波の系列（Qと-Qの4種の組合）が含まれる。もし、この干渉波が、Qと

−Qのような異極性の系列で構成されていると奇相関の場合になるので、前述の相関の式は成立せず、偶相関（QとQのような同極性の組合で構成されている場合）に対してのみ成立するZCZ相関特性を利用できない。

この問題を解決するために、受信フレーム位置の時間差 τ_{PQ} を閾値以下に制限できるようにシステムを設計し、かつ次に述べる拡張フレーム形式を使用する。
移動通信用CDMAシステムのダウンリンク・チャンネルにおいて、基地局から移動局に向けてタイミング制御信号を送信することにより τ_{PQ} の絶対値をある値以下に制限することができる。これを準同期の条件と称する。

図1（b）に示すように、拡散系列Pの先頭部分

(ℓT_C 、 T_C ：チップ周期)

および尾部分

(ℓT_C)

をコピーして系列Pの外側の後部および前部スロットに、 P'_H 、 P'_T として図示のごとくそれぞれ配置することにより長さ

($N+2\ell$)

チップの拡張フレーム P_E を作成する。すなわち、Nチップの拡散系列Pを

($N+2\ell$)

チップの拡散系列 P_E に変換する。 P_E のフレーム周期 T_E は次式で与えられる。

$$\left. \begin{array}{l} T_E = (1+\alpha) T \\ \alpha = 2\ell / N \end{array} \right\} \dots (6)$$

ここに α はフレーム拡張率である。送信フレームはすべてこのようにして構成される。

図1（c）は拡張フレーム系列の構成を示す図であって、受信機は、同期受信フレーム F_S を取り出し、拡張系列 P_E の中の基本系列Pを検出しようとする。このとき F_S の中に含まれる拡張系列 Q_E の1部分は系列Qの巡回シフト系列 Q_τ である。すなわち、偶相関（周期相関）の干渉となる。このシフト時間が Δ 以下ならば、ZCZ系列の相関特性により Q_E はPの検出動作を妨害しない。このように拡張フレームに付加したLチップの保護系列は Q_E と $-Q_E$ の境界が F_S の中に含まれないように保護する機能をもつ。

このような拡張フレームと τ_{PQ} を制限する準同期技術を用いることにより、ZCZ 符号を持つシステムを干渉なしで作動させることができる。このシステムはアップリンク（非同期）送信だけでなくマルチパス効果のあるダウンリンク（同期）送信にも適用して効果を発揮できる。ダウンリンクは、各ユーザへの主信号は同期条件下で受信するが、その各々が発生する遅延波は、受信時間位置がシフトした非同期条件下の受信となる。

【0009】

《送信機ベースバンド回路機能》

図2は、本発明の一実施例のCDMA送受信機ベースバンド回路のブロック図である。図2(a)はk番目のセルに属するユーザの中のp番目のユーザが送信する場合の送信機の回路で b_{kpn} はn番目の2値送信情報である。

ここで、Iビット分の b_{kpn} が2値-多値変換回路SPに加えられると、SPは 2^I 個の多値レベル信号の中の1個を対応する端子に出力する。この出力 $[b_{kpn}]$ は符号選択回路CSに加えられる。CSはJ個の拡散系列 S_{kp}^j ($j=1, 2, \dots, J$) とその極性反転系列を予め準備し、 $[b_{kpn}]$ の出力を上記 $2J$ ($=2^I$) 個の系列の1個に対応づけて、出力 S_{kp}^j ($-S_{kp}^j$ を含む) を生成する。 S_{kp}^j はフレーム拡張回路FEに加えられ、ここで図1で説明したヘッダとテールを付加した拡張フレーム $[S_{kp}^j]_E$ が生成される。 $[S_{kp}^j]_E$ は図13(a)の時間位置変数 i を用いると、ベースバンド帯域の送信出力 $s(i)$ と表示できる。

図2(b)はk番目のセルの基地局が、p番目のユーザから送信されたフレームを希望局同期受信フレームとして受信し、これを復調するための受信機の回路である。 $r(i)$ は受信入力信号であり、変調器MOD1においてタイミングパルス e_{sf} により、上記の同期受信フレーム $r^*(i)$ が抽出される。 $r^*(i)$ はJ個の変調器MOD2に加えられ、各変調器出力は積分器 $\int_n t$ により、シンボルフレーム周期 T の期間で積分され、その結果J個の出力 w_j が生成される。

w_j は $r^*(i)$ と S_{kp}^j との0シフト相関出力であり、 $r^*(i) = S_{kp}^j$ ならば $w_j = 1$ と規格化した出力値をとる。（この規格化はパイロット信号の受信により常時較正される。）硬判定回路DECは、J個の出力を比較し、次式に示すよ

うに j' 番目の出力絶対値 $w_{j'}$ が 1 に最も近い値をとった場合、すなわち次式を満足する場合、

$$\left. \begin{aligned} \Delta w_j &= |w_j| - 1 \\ \Delta w_j &\rightarrow \min (j = j') \end{aligned} \right\} \dots (7)$$

送信機は $S_{kp}^{j'}$ を送信したものと推定する。 $w_{j'}$ の極性は $S_{kp}^{j'}$ の正負に対応する。

DEC の出力 $[\hat{b}_{kpn}]$ は前述の多値レベル信号の推定値であるから、これを多値-2 値変換回路 PS に加えるることにより、2 値信号推定値 \hat{b}_{kpn} の I 個分が生成される。

このようにして、 k 番目のセルの p 番目のユーザに対する多値伝送系を構成することができる。本発明は、 $r^*(i)$ に含まれる各種干渉成分の影響を回避できるような、ZCCZ 系列ファミリを S_{kp}^j として用いるシステムであり、以下にその生成法を述べる。

【0 0 1 0】

[ZCCZ 系列ファミリの生成法]

まず集合 S を定義する。 S は K 個の部分集合

$$S_k (1 \leq k \leq K)$$

からなり、その各部分集合 S_k は M 個の長さ N の要素系列

$$S_k^j (1 \leq j \leq M)$$

からなるような集合とする。この時、互いに異なる部分集合 S_k と $S_{k'}$ ($k \neq k'$) にそれぞれ含まれる任意の要素系列 S_k^j 、 $S_{k'}^{j'}$ の周期相互相関特性は図 3 (a) となり、同じ部分集合 S_k に含まれる任意の系列 S_k^j 、 $S_k^{j'}$ の周期相互相関特性は、図 3 (b) となる。(図 3 において、 $|\tau| > \Delta$ の値は一定値として表示されているが、一般に 0 ではない値を示す。) これらの各要素系列の周期自己相関特性は図 3 (c) に示すような特性を持つものとする。これらの条件を満たす系列集合の構成法を説明する。

a、 u を正整数とするとき、符号長 $N_1 = a 2^n$ 、部分集合の数 $K = 2^u$ 、ゼロ相関領域 (ZCZ) $2\Delta = N_1 / K = a 2^{n-u}$ を持つ系列を

$$C_k (1 \leq k \leq K)$$

とする。2Δ-ZCZ系列の集合Cを考えてみる。

$$C = \{C_1, \dots, C_k, \dots, C_K\} \quad \dots (8)$$

ここに

$$C_k (1 \leq k \leq K)$$

はCの要素系列である。さらにこの集合Cと最大ハミング距離HからなるM個の符号長 N_2 の符号系列の集合dを考えてみる。

$$d = \{d_1, \dots, d_j, \dots, d_M\} \quad \dots (9)$$

ここに

$$d_j, d_{j'} (1 \leq j, j' \leq M)$$

はdの要素系列である。ただし、 N_1 と N_2 の最大公約数は $g.c.d(N_1, N_2) = 1$ で互いに素である。この集合dの要素系列には符号の反転した系列は含まれていない。また、これらの要素系列間の0シフト相互相関値は下式を満足するブロック符号である。

$$L = |R[d_j, d_{j'}, 0]| = N_2 - 2H \quad \dots (10)$$

ここに $R[d_j, d_{j'}, \tau]$ は系列 d_j と $d_{j'}$ 間の τ シフトにおける周期相互相関値を表す。

集合 $S = \{S_1, \dots, S_k, \dots, S_K\}$ の各々の部分集合

$$S_k (1 \leq k \leq K)$$

は、式(8)の C_k と式(9)のブロック符号 $d = \{d_1, d_j, d_M\}$ の組合わせ

$$S_k = (S_k^1, S_k^2, \dots, S_k^j, \dots, S_k^M) \quad \dots (11)$$

$$S_k^j = C_k \circ d_j \quad \dots (12)$$

として表せる。ただし、 $C_k \circ d_j$ は互いに素な系列の積によって作られる系列を示す。すなわち、 $C_k \circ d_j$ は、 C_k を N_2 個繰返した符号長 $N = N_1 N_2$ の系列 $[C_k N_2]$ と d_j を N_1 個繰返した符号長 N の系列 $[d_j \cdot N_2]$ を生成し、両系列の i ($i = 1, 2, \dots, N$) 番目のチップ値を加算(2を法とする和)することにより符号長 N の系列 S_k^j を生成する記号である。上記加算は、2値(+、-)を用いる場合は積に対応するので、 S_k^j は C_k と d_j の乗積符号と呼ばれる。

[0011]

この構成法を次の例を用いて説明する。図4に示す符号長 $N_1 = 2^n = 8$ ($n = 3$) の 4-ZCZ 系列を

$$C = \{C_1, C_2\}$$

$$C_1 = (+ + + - + + - +), C_2 = (- + - - - + + +)$$

とする。また、図5(a)の符号長4のアダマール符号の最初のチップを除いた

図5(b)に示す符号長 $N_2 = 3$ の $M = 4$ 個のブロック符号 d (部分アダマール符号) を

$$d = \{d_1, d_2, d_3, d_4\}, d_1 = (+ + +), d_2 = (- + -),$$

$$d_3 = (+ - -), d_4 = (- - +)$$

とする。この例の N_1 と N_2 は互いに素であり、 $\gcd(N_1, N_2) = 1$ となる。

図4に示す C と d を用いると式(11)と(12)より、符号長 $N = N_1 N_2 = 8 \times 3 = 24$ の系列群からなる、次に示す2つの部分集合を構成できる。

$$S = \{S_1, S_2\}$$

$$\begin{aligned} S_1 &= \{S_1^1, S_1^2, S_1^3, S_1^4\} \\ &= \{C_1 o d_1, C_1 o d_2, C_1 o d_3, C_1 o d_4\} \\ &= \{a, c, e, g\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} S_2 &= \{S_2^1, S_2^2, S_2^3, S_2^4\} \\ &= \{C_2 o d_1, C_2 o d_2, C_2 o d_3, C_2 o d_4\} \\ &= \{b, d, f, h\} \end{aligned}$$

これらの系列の例を図4～6に示す。図4(a)はZCZ系列 C 、図4(b)はその周期相関特性である。図5はアダマール符号 H とそれから導かれるブロック符号 d 、図6は図4と5の系列をもとに生成したZCCZ系列 S である。図7に図6の集合 S の相関特性を示す。この結果は式(2)、(3)及び図3の特性を満足する。

【0 0 1 2】

別の系列の例として、符号長 $N_1 = 8$ の 2-ZCZ 系列の例 C を図8に示す。また、符号長 16 のアダマール行列をもとにして、ハミング距離 $H = 6$ のブロッ

ク符号を生成できる。すなわち下に示す符号長 $N_H = 16$ のアダマール行列

$$H_{\infty} = \begin{pmatrix} + & + & + & + & + & + & + & + & + & + & + & + & + & + & + \\ + & - & + & - & + & - & + & - & + & - & + & - & + & - & + \\ + & + & - & - & + & + & - & - & + & + & - & - & + & + & - \\ + & - & - & + & + & - & - & + & + & - & - & + & + & - & + \\ + & + & + & + & - & - & - & - & + & + & + & + & - & - & - \\ + & - & + & - & - & + & - & + & - & + & - & - & + & - & + \\ + & + & - & - & - & - & + & + & + & + & - & - & - & - & - \\ + & - & - & + & - & + & + & - & + & - & - & + & - & + & - \\ + & + & + & + & + & + & + & + & - & - & - & - & - & - & - \\ + & - & + & - & + & - & + & - & - & + & - & + & - & + & - \\ + & + & - & - & + & + & - & - & - & + & + & - & - & + & + \\ + & - & - & + & + & - & - & + & - & + & + & - & - & + & - \\ + & + & + & + & - & - & - & - & - & - & - & + & + & + & + \\ + & - & + & - & - & + & - & + & - & + & + & - & + & - & - \\ + & + & - & - & - & - & + & + & - & + & + & + & + & - & - \\ + & - & - & + & - & + & + & - & + & + & - & - & - & + & + \end{pmatrix} \quad (13)$$

を用いて、8個の直交行列群、 $H_1 = H_{00} [S_1]$ 、 $H_2 = H_{00} [S_2]$ 、 $H_3 = H_{00} [S_3]$ 、 \dots 、 $H_8 = H_{00} [S_8]$ を作る。ここで行列 $[S_1]$ 、 $[S_2]$ 、 \dots 、 $[S_8]$ は、図9に示す系列 s_1 、 s_2 、 \dots 、 s_8 を対角要素とした行列であり、下記に行列 $[S_2]$ の例を示す。

$$[S_2] = \begin{pmatrix} + & & & & & & & \\ & + & & & & & & \\ & & + & & & & & \\ & & & - & & & & \\ & & & & + & & & \\ & & & & & + & & \\ & & & & & & 0 & \\ & & & & & & & + \\ & & & & & & & & - \\ & & & & & & & & & + \\ & & & & & & & & & & 0 \\ & & & & & & & & & & & + \\ & & & & & & & & & & & & - \\ & & & & & & & & & & & & & + \\ & & & & & & & & & & & & & & - \\ & & & & & & & & & & & & & & & + \\ & & & & & & & & & & & & & & & & - \end{pmatrix} \quad (14)$$

ここで系列 s_p ($p = 1, 2, \dots, 8$) は、メンバー相互のハミング距離が比較的大きな系列ファミリに属する系列である。

これらの行列 H_p ($p = 1, 2, \dots, 8$) をもとにして、 N_1 に対して互いに素となる長さ N_2 の系列を求めるために、行列 H_p の最初の 1 列を除いた 16×15 の行列 H_p^* を用いることとする。 H_p^* の j 番目の系列 (符号語) をブロック符号 d_{pj} と表示する。

しかるとき、式 (12) と同様な方法により、ZCCZ 系列 S_{kp}^j を下式により求めることができる。

$$S_{kp}^j = C_k o d_{pj} \quad \dots (15)$$

【0 0 1 3】

この ZCCZ 系列のファミリは、ファミリ要素を示す添字 k, p, j に対応して図 10 に示す 3 階層の構造をもつ。すなわち、この例の系列のファミリは、

- | | | |
|-----|-------------------------------------|--------------|
| 第一層 | S_k ($k = 1, 2, \dots, K$) | K 個のサブファミリ |
| 第二層 | H_p^* ($p = 1, 2, \dots, P$) | P 個のミニファミリ |
| 第三層 | S_{kp}^j ($j = 1, 2, \dots, J$) | J 個の系列 |

から構成される。 K は ZCCZ の系列数、 P はアダマール行列の数、 J はアダマール行列の次数に相当する。これらの系列相互間の相関特性は

○サブファミリ間

$$R[S_{kp}^j, S_{k'p'}^j, \tau] = 0 \quad [k \neq k', |\tau| \leq \Delta] \quad \dots (16)$$

○ミニファミリ間 (サブファミリ内)

$$R[S_{kp}^j, S_{kp'}^j, \tau] = \begin{cases} LN_1 & [p \neq p', \tau = 0] \\ 0 & [p \neq p', 1 \leq |\tau| \leq \Delta] \end{cases} \quad \dots (17)$$

○系列間 (ミニファミリ内)

$$R[S_{kp}^j, S_{kp}^{j'}, \tau] = \begin{cases} N & [j = j', \tau = 0] \\ N_1 & [j \neq j', |\tau| \leq \Delta] \end{cases} \quad \dots (18)$$

となる。これらは、図 3 (a)、(b)、(c) の特性に対応する。

【0 0 1 4】

この相関特性をもつ ZCCZ 系列ファミリを、ファミリ要素 k, p, j を介して CDMA 移動通信方式の方式要素 (セル、ユーザ、情報レベル) に割当てる手法として、次の 4 種類の例を考える。

(A) K ユーザ/セル (サブファミリ/ユーザ) 方式

これは S_{kp}^j を k 番目のユーザ（移動局）に割当て方式である。各ユーザの利用可能な系列数（極性反転を含む） $2PJ$ からフレーム当りの情報量は、

$$I = \log_2 2PJ \quad \dots (19)$$

となり、 K ユーザが符号長 N の系列を用いて同時に

$$I = \log_2 (2PJ)$$

ビット送信することが許される。前述のように上記相関特性は拡張フレームを用

いたとき、実現できるので、式 (6) のフレーム拡張率 α と式 (4) の Δ を用いて、1 ビット送信するために必要なチップ数（等価符号長）を求めると

$$v_A = \frac{N(1+\alpha)}{K \log_2 (2PJ)} = \frac{2\Delta N_2(1+\alpha)}{\log_2 (2PJ)} \quad \dots (20)$$

が得られる。

(B) KP ユーザ／セル（ミニファミリ）方式

これは S_{kp}^j ($j = 1, 2, \dots, J$) を $[(k-1)P + p]$ 番目のユーザに割当て方式である。この場合の利用可能系列数 $2J$ から、

$$I = \log_2 2J \quad \dots (21)$$

となるので、1 ビット当りのチップ数は、

$$v_B = \frac{N(1+\alpha)}{KP \log_2 (2J)} = \frac{2\Delta N_2(1+\alpha)}{P \log_2 (2J)} \quad \dots (22)$$

で与えられる。

(C) (P ユーザ／セル) \times K セル（サブファミリ／セル）方式

これは、セル間干渉を取り除くために、サブファミリを各セルに割当て方式である。この場合は、各セルに P ユーザを割当てると、各ユーザの用いることのできる系列数は $2J$ となるので

$$I = \log_2 2J \quad \dots (23)$$

となる。したがって、1 ビット当りのチップ数は

$$v_C = \frac{N(1+\alpha)}{P \log_2 (2J)} \quad \dots (24)$$

となり、割当可能セル数は次式で与えられる。

$$N_C = K = N_1 / (2\Delta) \quad \dots (25)$$

(D) (J ユーザ/セル) × Kセル (サブファミリ/セル) 方式

方式 (C) と同様にセル間干渉を除いた方式であるが、この場合は各セルに J ユーザを割当て、各ユーザは 2 P レベルの多値伝送を行う。方式 (C) と同様なパラメータは次式で与えられる。

$$I = \log_2 2P \quad \dots (26)$$

$$v_D = \frac{N(1+\alpha)}{J \log_2(2P)} \quad \dots (27)$$

$$N_D = K = N_1 / (2\Delta) \quad \dots (28)$$

【 0 0 1 5 】

上記の方式 (C) の送信系は、図 2 の回路で構成できる。パラメータの対応の変更により、図 2 とほぼ同じ構成により、方式 (A)、(B)、(D) も実現できる。

上述の 3 方式の場合のチップ/ビットを、前述の ZCCZ 系列ファミリを用いた場合の値として求め、それらを比較すると表 1 が得られる。

表1 ZCCZ系列の設計パラメータの例

ZCCZ系列の 構成要素	N ₁ =8, Δ=1, K=4 N ₂ =15, P=8, J=16 L=5 α=[2 Δ/(N ₁ +N ₂)] = 1/60
送信情報速度	I _s =16kbps

(a) 系列ファミリの設計パラメータ

	A	B	C	D
N _u	4	32	8	16
N _m	256	32	32	16
I(bits/frame)	8	5	5	4
r _m (km)	4.62	2.90	0.37	0.30
γ	0.3	0.3	2.3	2.3
ν(chips/bit)	3.75	0.750	3.00	1.87

(b) チップ/ビットの比較

ここで、最初方式 (A)、(B) に対し、表に示した Δ = 1 を満足する条件の下

でセル半径 r の値を求める。

實際上必要な Δ の値は、最大セル半径を r_m とし、所要情報伝送速度から定まるシンボルフレームの周期を T_D とすると、下式で与えられる。

$$\Delta = \left\{ \frac{\tau_v}{IT_D} \right\} N \quad \dots (29)$$

ここに τ_0 は電磁波の伝搬遅延時間 (sec/m)、 τ_v は式 (5) で与えられる

変動時間幅である。いま、音声を送信するとき、 $T_D = 1 / (16 \text{ k})$ となる。例えば、 $I = 5$ の多値伝送では、実際のシンボルフレーム周期は $T'_D = I T_D = 312.5 \mu \text{ sec}$ となる。いま、基地局によるセル内ユーザの送信タイミングをほぼ理想的に制御できたとすれば、式 (5) の $\tau_a \doteq 0$ となる。したがって、方式 (A) を考えれば、セル内の電波反射の自然環境から、 τ_m^* をセル半径伝搬時間の比 γ を用いて次式で与えられる。

$$\tau_v \doteq \tau_m^* \doteq \gamma \tau_0 r_m \quad \dots (30)$$

ここで、 $\gamma = 0.3$ を仮定し、 $\Delta = 1$ を満足するセル半径を求めると次式から $r_m = 4.6 \text{ km}$ となる。同様に方式 (B) に対する r_m を求め表 1 に示した。

$$r_m = \frac{IT_D}{\gamma \tau_0 N_1 N_2} \quad \dots (31)$$

次に、方式 (C) について考えてみる。この場合には、セル間干渉波の遅延時間の最大値 τ_a の影響を式 (31) の γ に含める必要がある。いま $\tau_a = 2 \tau_0 r_m$ と仮定すると、 $\gamma = 2.3$ となる、これから $r_m = 0.37 \text{ km}$ が得られる。方式 (D) に対しても同様に r_m が求まる。これらを表 1 に示す。これらの値は方式設計上、十分実現可能な設計値である。

実用されている CDMA 方式のチップ/ビットは、系列間の直交性を有効に活用していないため、あまり小さくはし得ない。例えば、CDMA-1 と称する方式は符号長 $N = 64$ の拡散系列を用い、これをレート $R = 1/3$ のたたみこみ符号でたたみこんだ系列に変換して送信するので、その実際の符号長は $N^* = 192$ となり、これをユーザ数 $K = 10$ 程度で共用している。したがって、この場合のチップ/ビットは $\nu_E \doteq 20$ であり、セル間干渉に対する雑音回避の手段は含まれていない。表 1 の値はこれに比し、遥かに小さい値を示している。とくに、表

1の方式(C)と(D)は、隣接セルの影響を受けないので、安定した特性を実現できる。表1の方式(A)と(B)はセル間干渉を回避するため、若干の動作余裕を付加する必要があるので、この表の値より γ はそれだけ増大する。

【0 0 1 6】

上記の4方式において、系列の種類を示す3個の要素 k, p, j と方式要素(セル、ユーザ、情報レベル)との関係は表2で表現される。しかし、一般には、

k, p, j を表2以外の方式要素に対応づけることも可能である。例えば k, p, j をユーザ、セル、情報レベルにそれぞれ割り当てる方法、あるいは情報レベル、ユーザ、セルにそれぞれ割り当てる方法なども実現可能である。すなわち、 k, p, j に方式要素を任意の順序で割り当てることができる。

表2 ファミリ要素と方式要素の関係

方式名 \ ファミリ要素	k	p	j
(A)	ユーザ	情報レベル	
(B)	ユーザ		情報レベル
(C)	セル	ユーザ	情報レベル
(D)	セル	情報レベル	ユーザ

一方、方式(A)、(B)では方式要素の1つであるセルに対する割り当てが省かれている(他のセルも同じ符号を使う)が、一般に k, p, j を方式要素の1部に、任意の順序で割り当てることができる。例えば、 k, p, j のすべてを KPJ 人のユーザに割り当てることもできる。この場合情報レベルは2値となる。このようにファミリ要素と方式要素の対応づけをシステム設計の要求に対応して、自由に選択できる。

上述の方式(C)では、ファミリ要素 k を方式要素セル番号に割り当てた。この場合系列 S_{kp}^j ($j = 1, 2, \dots, J$)を k 番目のセルに所属する p 番目のユーザに割り当てる代わりに、各セルのユーザに d_{pj} を割り当て、 k 番目のセルのすべてのユーザに C_k を割り当て、 C_k の N_2 回の繰返し系列 $[C_k] N_2$ をスクランブル、デスクランブル符号として運用することもできる。すなわち、 k 番目のセルに所属する p 番目のユーザは、 d_{pj} を N_1 回繰返した系列 $[d_{pj}] N_1$ に送信2

値情報 b を乗じた送信フレーム $b [d_{pj}] N_1$ を生成する。その後、これに $[C_k] N_2$ をスクランブルとして乗じて送信すれば、式 (12) から送信信号は $b [d_{pj}] N_1 [C_k] N_2 = b S_{kp}^j$ となる。一方基地局受信機は、最初に受信ベースバンド信号に $[C_k] N_2$ をデスクランブルとして乗じ、その後希望局系列 $[d_{pj}] N_1$ により逆拡散すれば、 S_{kp}^j で逆拡散したことと等化になる。これは運用方法の違いで、同じ機能を実現できる。

上述の諸方式では、ミニファミリ間の 0 シフト相互相関が 0 ではなく、 LN_1 になるが、同時干渉局数とそれらが発生する直接波や遅延波の個数 M' が増大し、それらが時間的に重複する場合を考えると

$$N_1 N_2 < M' L N_1 \quad \dots (32)$$

となる確率が無視できなくなる。このような場合の干渉を避けるために、以下に説明する孤立パイロット支援形分析方式を併用する。

【0017】

[孤立パイロット応答分析支援方式]

前述の方式 (C) において、各セルに P ユーザが含まれる場合を考える。1 個のセルの上りリンク伝送を考える場合、式 (15) ~ (17) の関係からセル間干渉はなく、セル内におけるユーザ間干渉が存在する。基地局は下りリンクを用いて、各ユーザにパイロット送出タイミングを伝送する。各ユーザは、他のユーザからのデータやパイロット送信のない状態でパイロットを送信する。この送信パイロットは、他のすべてのユーザにより受信される。したがって、基地局受信機は、希望局及び干渉局の各々が送信した各送信パイロットフレームに対応した各同期受信フレーム（希望局受信フレームに同期している）を分離して受信し、その相関出力応答 $\Lambda_p(\tau)$ をメモリに蓄積する。ここに $\Lambda_p(\tau)$ は、 p 番目のユーザの送信したパイロットフレームを受信し、その受信フレーム r_p [インパルス列に注目した場合は $r_p(i)$ と記す] を例えば希望局 1 に割当てた系列に整合したマッチドフィルタに加えることにより、求めた相関関数で、 τ はシフトパラメータである。

いま、図 6 の ZCCZ 系列を用いる場合を考える。この場合は、 $K=2$ 、 $P=4$ 、 $J=1$ に相当する。したがって、いま第 1 セルを例にとれば、割当てられた

系列、 S_{1p} ($p = 1, 2, 3, 4$) のパイロット応答として次式の相関関数を基地局で準備する。

$$\Lambda_p(\tau) = r_p * S_{11} = \sum_{s=0}^{N-1} \lambda_{sp} \delta(\tau-s) \quad \dots (33)$$

ここに $*$ は周期相関関数を求める記号である。[ここでマッチドフィルタの整合対象系列としては、他の系列、例えば S_{1p} ($p \neq 1$) を選んでもよい。]また、

λ_{sp} は s (チップ) シフト相関値、 N は系列長 (図6から $N=24$) である。

次に、パイロット以外のタイミングで入来するデータフレーム r_D に対しては

$$\Phi(\tau) = r_D * S_{11} \quad \dots (34)$$

により、その応答を求める。しかるとき、白色雑音を無視するとデータフレーム応答は、 $\Lambda_p(\tau)$ に p 番目のユーザの送信情報 b_p を乗じた応答の和であるから、

$$\Phi(\tau) = \sum_{p=1}^4 b_p \Lambda_p(\tau) \quad \dots (35)$$

が成立つ。したがって、 $\Lambda_p(\tau)$ の一部 ($\tau = 0 \sim 3$) を行列 $[\Lambda]$ で表現すると、

$$[\Lambda] \begin{bmatrix} \tilde{b} \end{bmatrix} = [\Phi] \quad \dots (36)$$

$$\begin{pmatrix} \lambda_{00} & \lambda_{01} & \lambda_{02} & \lambda_{03} \\ \lambda_{10} & \lambda_{11} & \lambda_{12} & \lambda_{13} \\ \lambda_{20} & \lambda_{21} & \lambda_{22} & \lambda_{23} \\ \lambda_{30} & \lambda_{31} & \lambda_{32} & \lambda_{33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{b}_1 \\ \tilde{b}_2 \\ \tilde{b}_3 \\ \tilde{b}_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Phi(0) \\ \Phi(1) \\ \Phi(2) \\ \Phi(3) \end{pmatrix} \quad \dots (37)$$

となる。ここに $\sim b_p$ は、送信データの分析推定値である。

なお、式(33)、(34)で用いた希望局拡散系列 (基準系列) S_{11} の代わりに、一般に同じ符号長の拡散系列を用いることができる。もし自己直交系列を S_{11} の代わりに用いると、行列 $[\Lambda]$ から、入力フレーム r_D に含まれる白色雑音による推定値 $\sim b_p$ の偏差 (正しい値からの誤差平均値) を推定できる利点がある。自己直交系列の例としては、直流分を加えた最大長系列などがある。

【0018】

図7に示したこの系列ファミリの相関特性を参照すると、行列 $[\Lambda]$ の第1行は

図 7 より、 $\lambda_{00} = 24$ 、 $\lambda_{op} = 8$ ($p \neq 0$) になるが、上記方程式の解として b_1 を求めると、それは λ_{op} ($p \neq 0$) の妨害を受けないことになる。さらに、シフト範囲

$$|\tau| \leq \Delta (= 2)$$

を満足する第 2、第 3 行のパラメータの値は 0 となり、行列は単純になる。これは白色雑音の影響を受けにくい分析を可能とする。すなわち、ZCCZ 系列を用い、かつ孤立パイロット分析方式を用いると、ユーザ間の干渉成分を高い確度で分析推定できるので、 $\lambda_{op} \neq 0$ [式 (17) の LN_1 に対応する相関] の場合でも、誤り率の低下を可能とするシステムを実現できる。

図 1 1 は、本発明の一実施例の CDMA 送受信機ベースバンド回路のブロック図で、上述の孤立パイロット支援機能を実現する回路である。図 1 1 (a) は送信機の回路で、 b_{kpn} は図 1 1 (a) で用いた記号と同じで n 番目の 2 値送信情報である。 ρ はパイロット情報で、例えば常に $\rho = 1$ とする。パイロット挿入回路 PI により、 ρ は b_{kpn} の送信情報系列 $[b]$ の中に一定の頻度で周期的に挿入される。変調器 MOD3 は、PI の 2 値出力 $[b] / \rho$ の各ビット情報により、このユーザに割当てられた拡散系列 S_{kp} の極性を決定する。この出力はフレーム拡張回路 FE に加えられ、ここで拡張系列 $b_{kp} [S_{kp}(i)]_E$ が生成される。したがって送信信号は次式で与えられる。

$$s(i) = b_{kp} [S_{kp}(i)]_E \quad \dots (38)$$

(ここでは、簡単のためデータ番号 n を省き、 S_{kp}^j において $J = 1$ とした場合を考え b_{kp} を用いる。)

図 1 1 (b) は受信機のベースバンド回路である。 $r(i)$ は受信入力、 A はゲートで、 e_D 、 e_p は、同期フレームの中の一般のデータフレームと孤立パイロットフレームを分離するためのタイミング信号である。同期受信ゲート出力 $r_{kp}^*(i)$ は k 番目のセルの p 番目のユーザの送信したパイロット信号に対応する入力であり、分析器 P-AYZ はこれを分析し、前述の相関関数出力 $\Lambda_{kp}(\tau)$ を生成する。ここでは、セル内のユーザ間の干渉は存在するがセル間干渉は存在しないので (k は常数としてよい)、 $\Lambda_{kp}(\tau)$ は P 個得られる。これを式 (36)、(37) の行列 Λ の形でメモリ MEM に蓄積する。

一方、同期受信ゲート出力 $r_D^*(i)$ は、送信情報 b_{kpn} を含むフレームである。分析器 D-AYZ は、MEM の行列を用い、 $r_D^*(i)$ に対し式 (37) による分析を行う。その出力 $\sim b_{kpn}$ は硬判定回路 DEC に加えられ、ここで検出出力 \hat{b}_{kpn} が得られる。この回路により、ユーザ間干渉は取り除かれるので、受信符号誤り率を低下させることができる。

【0 0 1 9】

【発明の効果】

上に詳細に説明したように、本発明は、その相関特性にゼロ相関領域を有する ZCZ 系列のファミリと、ハミング距離の大きなブロック符号をもとにして、相互相関特性にゼロ相関領域を有し、方式要素の設計要求に柔軟に対応できる階層化構造を有する ZCCZ 系列のファミリを生成する手段を提供し、さらに、この ZCCZ 系列ファミリを移動通信システムのセル内伝送のための拡散系列として各ユーザに割当て、または、複数のセルを対象としたマルチセル伝送のための拡散系列として各セル内ユーザに割当て、かつ拡大フレーム、構造を採用し、準同期条件を確保することにより、セル内の他ユーザから、あるいは他のセルに所属するユーザから送信された信号波による干渉妨害、さらに希望局宛送信波により発生する多重遅延波などによる干渉妨害を回避する手段を提供する。なお、本発明は上記手段を孤立パイロット応答分析支援システムと併用することにより、上記系列ファミリの系列間に存在する若干の相互相関の影響も回避できる手段を提供する。したがって、本発明を移動通信システムに、あるいは無線 LAN システムに適用すれば、その干渉回避特性により、受信符号誤り率が小さく、かつ周波数利用効率の高いシステムを実現することができ、大きな効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

基本フレームと拡張フレームに対する干渉波の時間関係図である。

【図 2】

本発明の一実施例の送受信機ベースバンド回路を示す図である。

【図 3】

ゼロ相関領域をもつ相関特性を示す図である。

【図 4】

4-ZCZ 系列 C とその周期相関 R の構成例を示す図である。

【図 5】

アダマール符号 h とブロック符号 d を示す図である。

【図 6】

4-ZCZ 系列の集合 S の構成例を示す図である。

【図 7】

図 6 の集合 S の周期相関を示す図である。

【図 8】

2-ZCZ 系列 C とその周期相関を示す図である。

【図 9】

2 値ブロック符号の対角行列要素セットの一構成例を示す図である。

【図 10】

2-ZCZ 系列の階層構造を示す図である。

【図 11】

本発明の第二の実施例の孤立パイロット応答分析機能をもつ送受信機ベースバンド回路を示す図である。

【図 12】

直接拡散形スペクトル拡散通信用送受信回路を示す図である。

【図 13】

ゴールド系列と相関特性を示す図である。

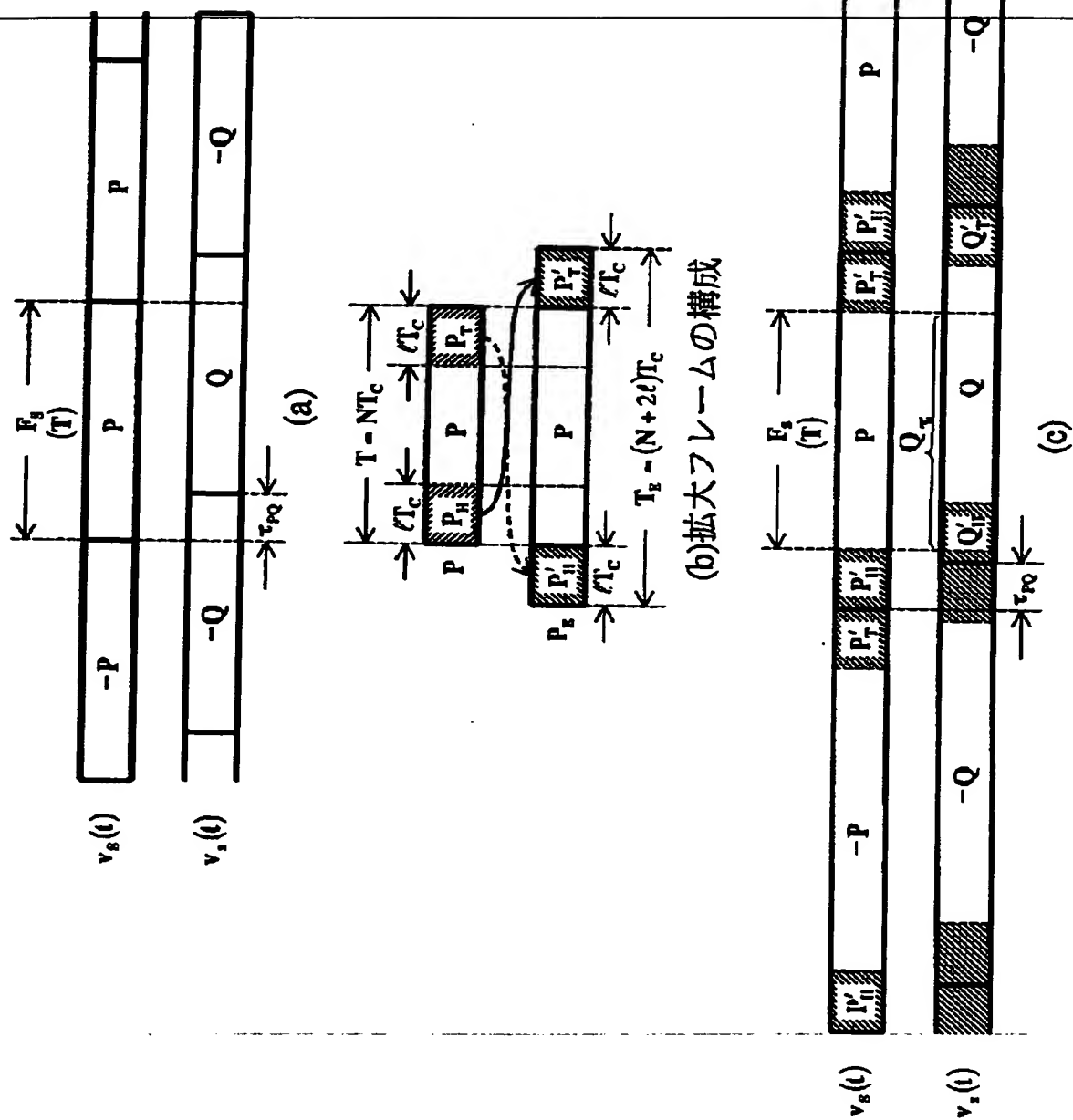
【符号の説明】

- 1 拡散系列発生器、2 発振器、3 増幅器、4 局部発振器、
- 5 ローパスフィルタ、6 拡散系列発生器、7 乗算器、8 積分器、
- 9 検波器、10 同期検波器

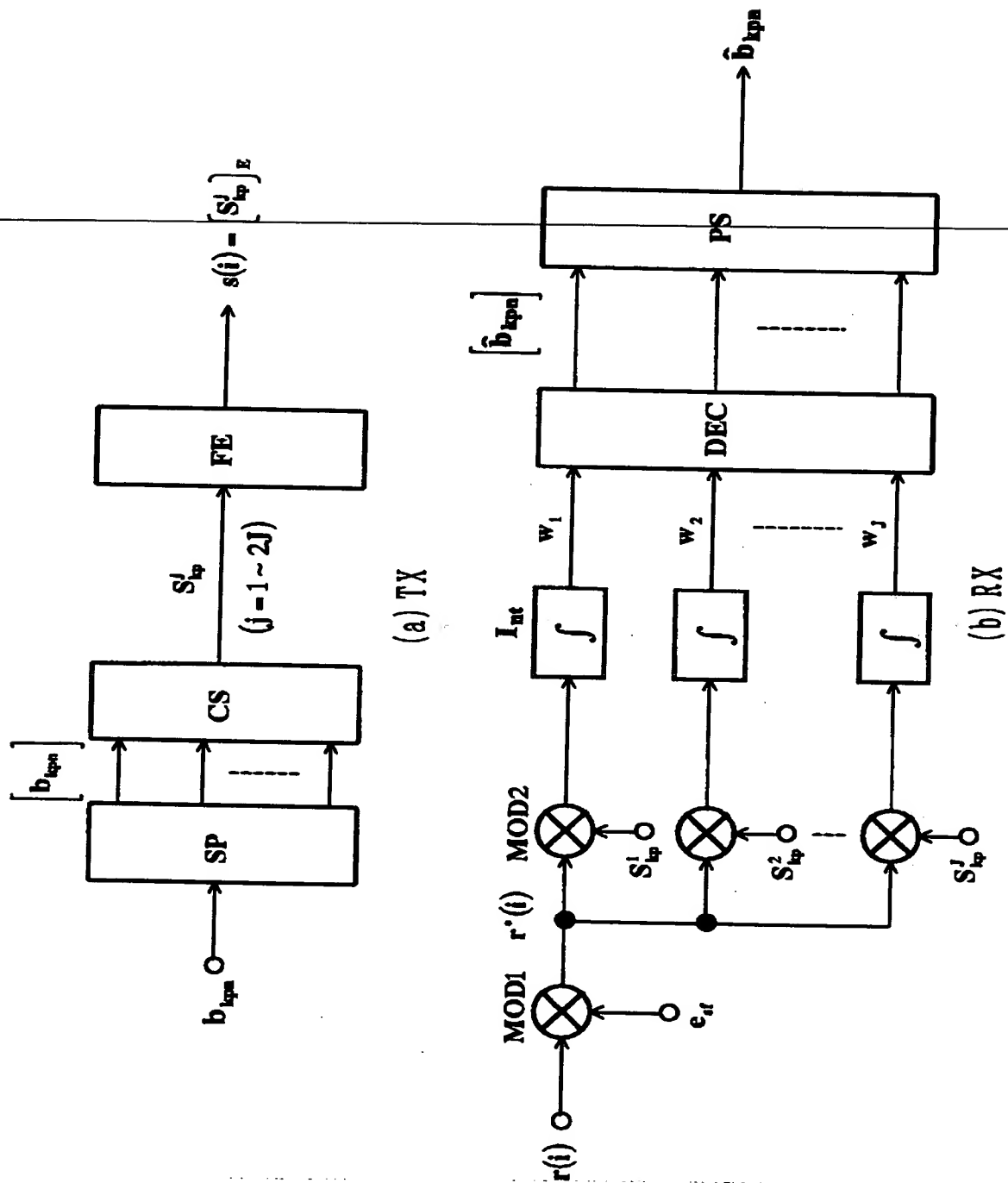
【書類名】

図面

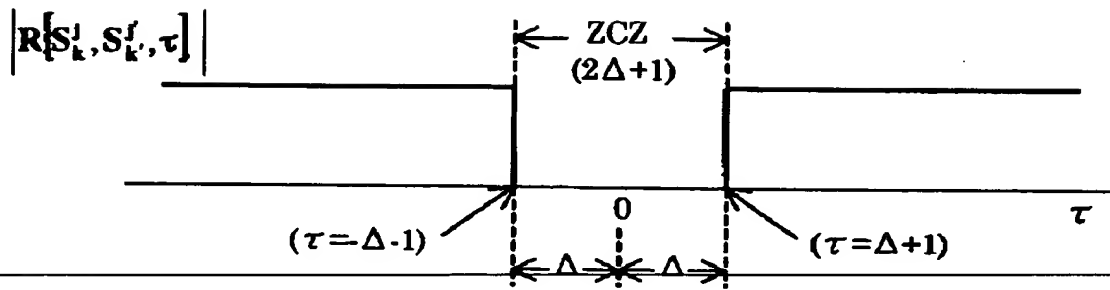
【图 1】



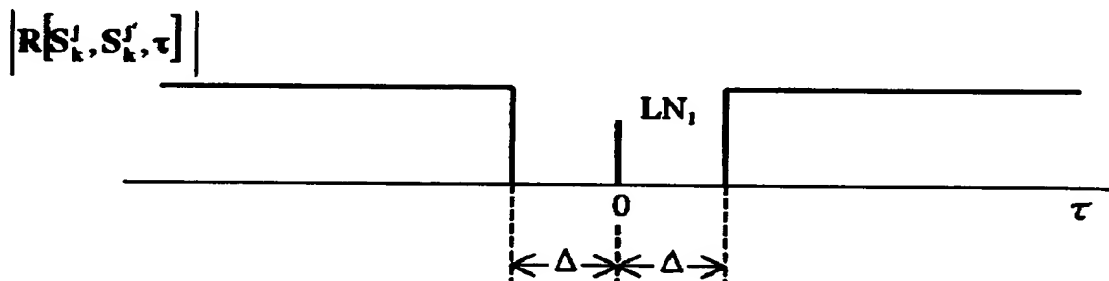
【図 2】



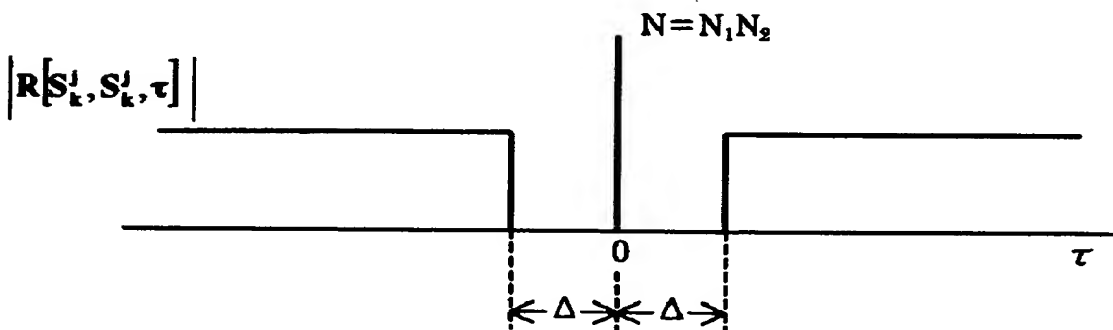
【図 3】



(a) 異なる部分集合間の相互相関特性 ($k \neq k'$)



(b) 同じ部分集合間の相互相関特性 ($j \neq j'$)



(c) 自己相関特性

【図 4】

$C_1: + + + - + + - +$
 $C_2: - + - - - + + +$

$R(C_1C_1): 8 \ 0 \ 0 \ 4 \ 0 \ 4 \ 0 \ 0$
 $R(C_1C_2): 0 \ 0 \ 0 \ -4 \ 0 \ 4 \ 0 \ 0$
 $R(C_2C_2): 8 \ 0 \ 0 \ 4 \ 0 \ -4 \ 0 \ 0$

(a) C

(b) R

【図 5】

$h_1: + + + +$
 $h_2: + - + -$
 $h_3: + + - -$
 $h_4: + - - +$

$d_1: + + +$
 $d_2: - + -$
 $d_3: + - -$
 $d_4: - - +$

(a) h

(b) d

【図 6】

$S_1 \left\{ \begin{array}{l} a=C_1od_1: + + + - + + - + + + - + + - + + + - + + - + \\ c=C_1od_2: - + - + + - + + - - + + - + + - + - - - - - - - \\ e=C_1od_3: + - - - - - - - - + - + + - + + - - + + - + + - \\ g=C_1od_4: - - + + - + + - + - - - - - - - - + - + + - + + \end{array} \right.$
 $S_2 \left\{ \begin{array}{l} b=C_2od_1: - + - - - + + + - + - - - + + + - + - - - + + + \\ d=C_2od_2: + + + + - - - + + - - + + + - - - - + - + - + - \\ f=C_2od_3: - - + - + - + - + + + + - - - + + - - + + + - - \\ h=C_2od_4: + - - + + + - - - - + - + - + - + + + + - - - + \end{array} \right.$

【図 7】

τ	0	1	2	21	22	23
R(aa)	24	0	0		12	0	0
R(ab)	0	0	0		12	0	0
R(ac)	-8	0	0		-4	0	0
R(ad)	0	0	0		-4	0	0
R(ae)	-8	0	0		-4	0	0
R(af)	0	0	0		-4	0	0
R(ag)	-8	0	0		-4	0	0
R(ah)	0	0	0		-4	0	0
R(bb)	24	0	0		-12	0	0
R(bc)	0	0	0		4	0	0
R(bd)	-8	0	0		4	0	0
R(be)	0	0	0		4	0	0
R(bf)	-8	0	0		4	0	0
R(bg)	0	0	0		4	0	0
R(bh)	-8	0	0		4	0	0
R(cc)	24	0	0		12	0	0
R(cd)	0	0	0		12	0	0
R(ce)	-8	0	0		-4	0	0
R(cf)	0	0	0		-4	0	0
R(cg)	-8	0	0		-4	0	0
R(ch)	0	0	0		-4	0	0
R(dd)	24	0	0		-12	0	0
R(de)	0	0	0		4	0	0
R(df)	-8	0	0		4	0	0
R(dg)	0	0	0		4	0	0
R(dh)	-8	0	0		4	0	0
R(ee)	24	0	0		12	0	0
R(ef)	0	0	0		12	0	0
R(eg)	-8	0	0		-4	0	0
R(eh)	0	0	0		-4	0	0
R(ff)	24	0	0		-12	0	0
R(fg)	0	0	0		4	0	0
R(fh)	-8	0	0		4	0	0
R(gg)	24	0	0		12	0	0
R(gh)	0	0	0		12	0	0
R(hh)	24	0	0		-12	0	0

【図 8】

C_1 : - - + + + - - +	$R(C_1C_1)$: 8 0 -4 0 0 0 -4 0
C_2 : - - - - + - + -	$R(C_1C_2)$: 0 0 4 0 0 0 -4 0
C_3 : + - - + - - + +	$R(C_1C_3)$: 0 0 -4 0 0 0 4 0
C_4 : + - + - - - - -	$R(C_1C_4)$: 0 0 -4 0 0 0 4 0
	$R(C_2C_2)$: 8 0 4 0 0 0 4 0
	$R(C_2C_3)$: 0 0 4 0 0 0 -4 0
	$R(C_2C_4)$: 0 0 4 0 8 0 4 0
	$R(C_3C_3)$: 8 0 -4 0 0 0 -4 0
	$R(C_3C_4)$: 0 0 4 0 0 0 -4 0
	$R(C_4C_4)$: 8 0 4 0 0 0 4 0

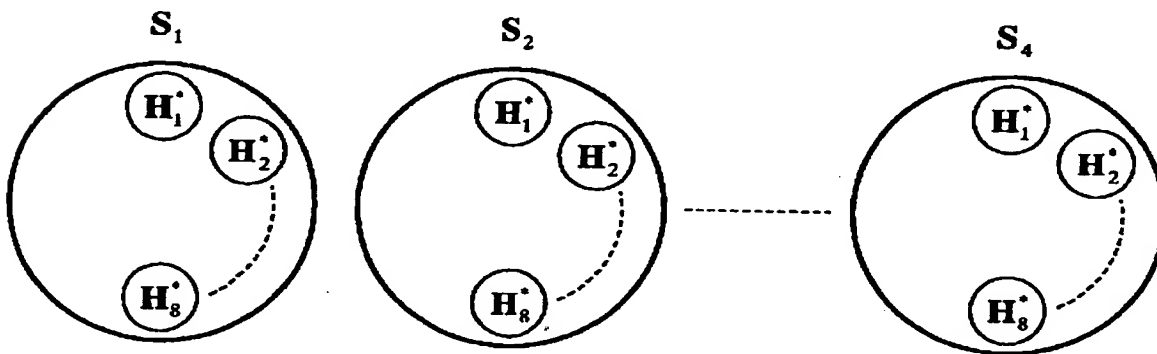
(a) C

(b) R

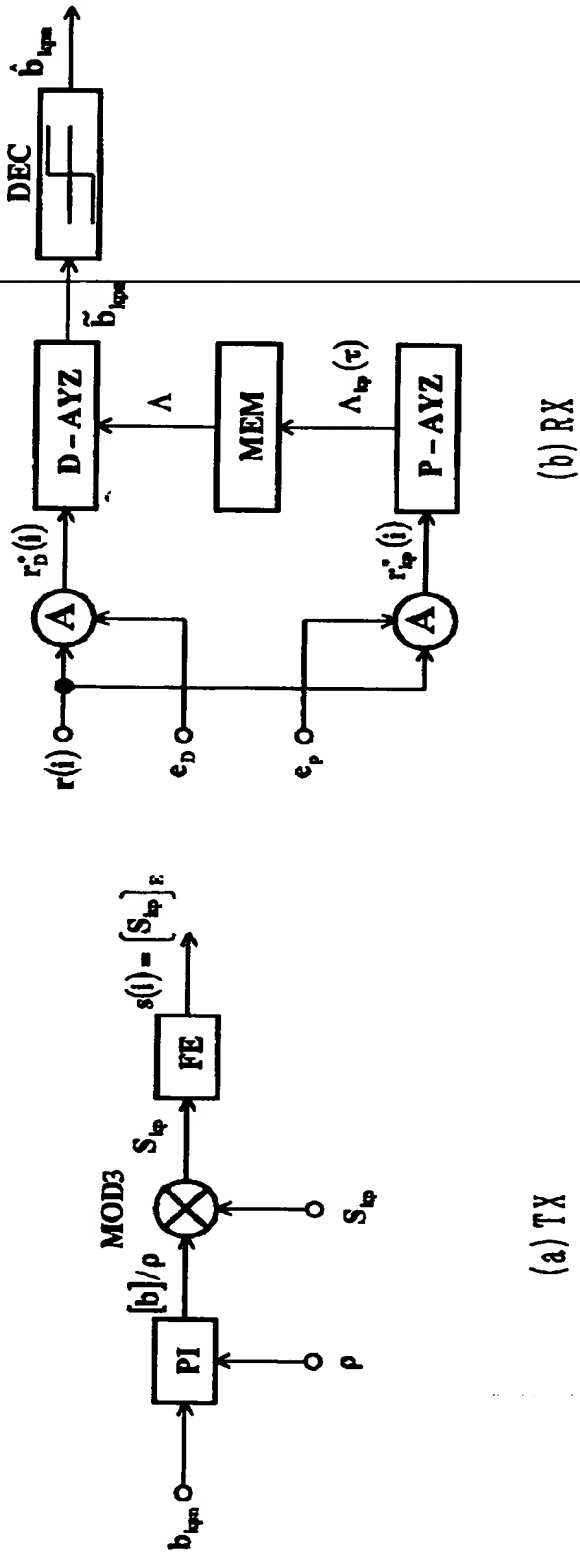
【図 9】

S_1	:	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
S_2	:	+	+	+	-	+	+	+	-	+	+	-	+	-	-	+
S_3	:	+	+	+	+	+	-	-	+	+	+	-	-	+	-	+
S_4	:	+	+	+	+	+	+	-	-	+	-	+	-	-	+	+
S_5	:	+	+	+	-	+	-	+	+	+	+	+	-	-	+	-
S_6	:	+	+	+	+	+	-	+	-	+	-	-	+	+	+	-
S_7	:	+	+	+	-	+	+	-	+	+	+	+	-	-	-	+
S_8	:	+	+	+	-	+	-	-	-	+	-	-	-	-	-	+

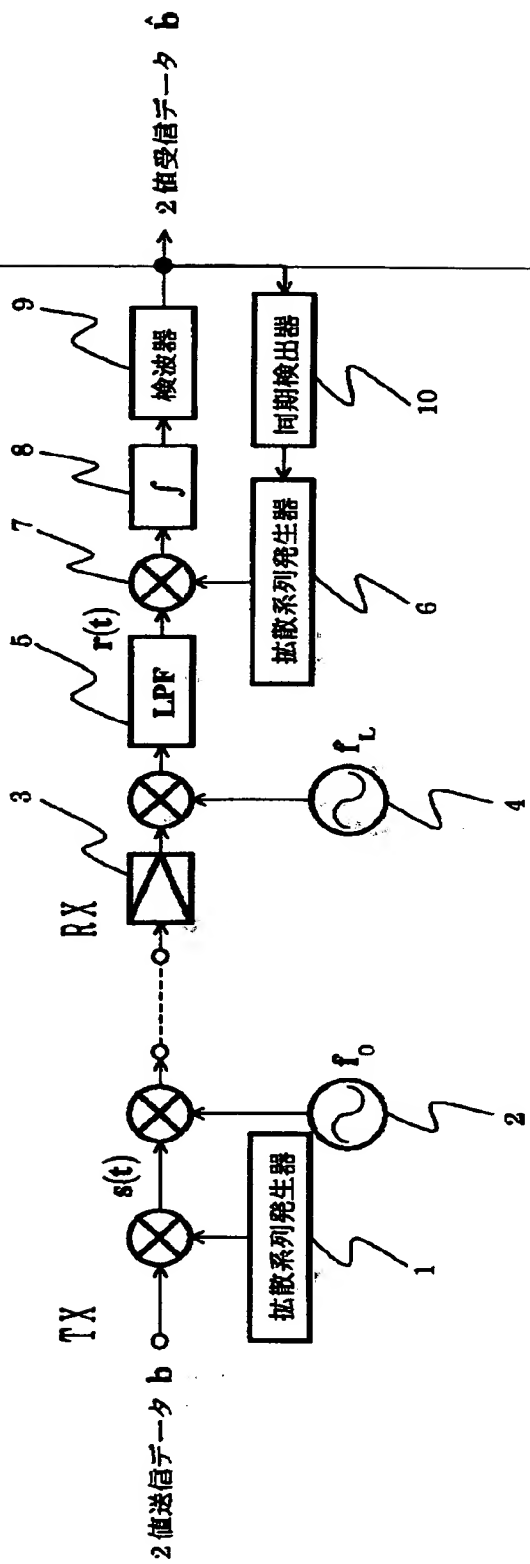
【図 10】



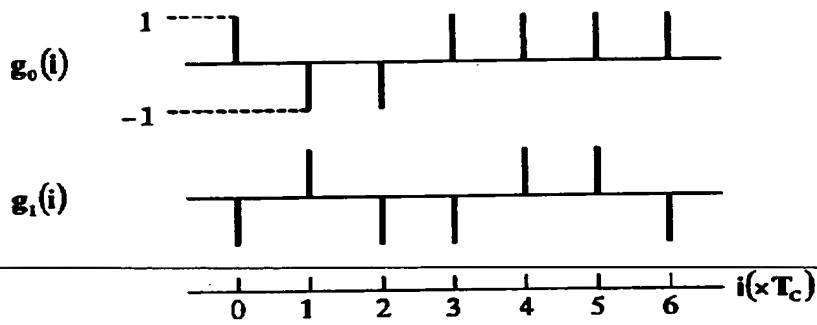
【図 1 1】



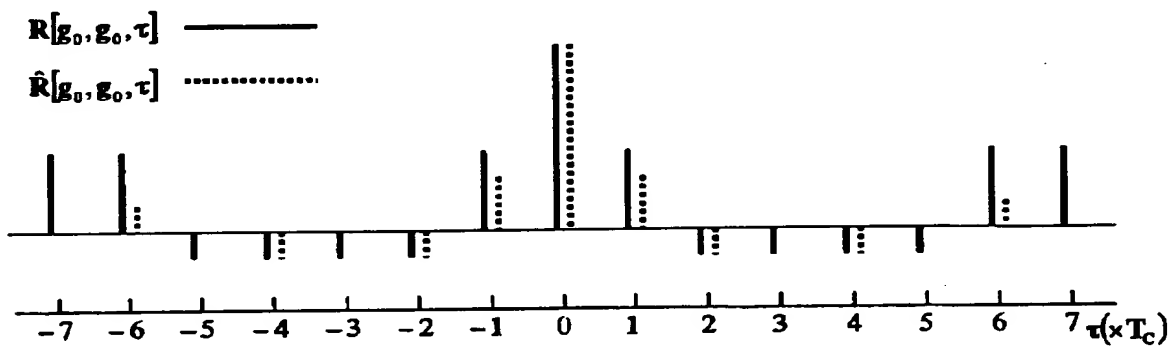
【図 1 2】



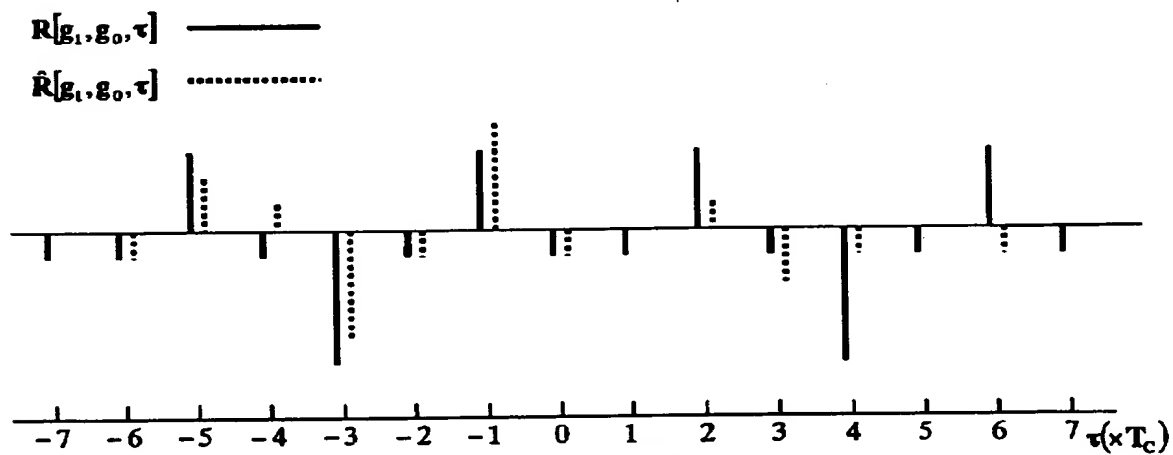
【図 1 3】



(a) ゴールド系列



(b) 周期及び非周期自己相関関数



(c) 周期及び非周期相互相関関数

【書類名】

要約書

【要約】

【課題】

自己干渉、他局間干渉、セル間干渉などの干渉成分が発生せず、かつ周波数利用効率の高い直接拡散形スペクトル拡散通信システムを提供する。

【解決手段】

送信機は、ユーザを識別するための、互いに異なる拡散系

列として、任意の一对の拡散系列間の周期的相互相関間数とその 0 シフト近傍に無相互相関領域を有する系列群のファミリに属する 2 値 Z C C Z 拡散系列を準備する手段と、前期 Z C C Z 系列を中央フレームとし、該中央フレームの両側に保護系列を付加した拡張シンボルフレームを作成する手段と、送信情報を該拡張系列シンボルフレームに乗積することにより、送信ベースバンドフレームを生成する手段とを備え、受信機は、送信ベースバンドの対応する受信ベースバンドを受信する手段と、希望局送信機が使用した Z C C Z 拡散系列または復調用ローカル系列を基準系列として用いて受信フレームに対し相関復調を行い、該復調出力を硬判定する手段とを備えたことを特徴とする C D M A 通信方式。

【選択図】

図 2

認定・付加情報

特許出願の番号	平成11年 特許願 第264251号
受付番号	59900906984
書類名	特許願
担当官	第七担当上席 0096
作成日	平成11年 9月21日

<認定情報・付加情報>

【提出日】

平成11年 9月17日

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[592152484]

1. 変更年月日	1992年 6月20日
[変更理由]	新規登録
住 所	東京都東大和市桜が丘3-44-14
氏 名	畔柳 功芳

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [5 9 3 1 1 3 8 4 6]

1. 変更年月日	1 9 9 7 年 4 月 8 日
[変更理由]	住所変更
住 所	茨城県つくば市吾妻 3 - 1 8 - 1 4
氏 名	末 広 直 樹

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[000003104]

1. 変更年月日 1990年 8月20日

[変更理由] 新規登録

住 所 神奈川県高座郡寒川町小谷2丁目1番1号

氏 名 東洋通信機株式会社

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [592013174]

1. 変更年月日	1992年 1月17日
[変更理由]	新規登録
住 所	東京都八王子市東浅川町555番地5
氏 名	大英エレクトロニクス株式会社

THIS PAGE BLANK (USPTO)